

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H03D 7/12

H03D 7/14

[12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 97181537.2

[43]公开日 2000年2月23日

[11]公开号 CN 1245597A

[22]申请日 1997.11.21 [21]申请号 97181537.2

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

[30]优先权

代理人 邹光新 李亚非

[32]1996.11.28 [33]SE [31]9604387-2

[86]国际申请 PCT/SE97/01962 1997.11.21

[87]国际公布 WO98/24175 英 1998.6.4

[85]进入国家阶段日期 1999.7.26

[71]申请人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72]发明人 M·卡尔松 A·赖丁

权利要求书1页 说明书7页 附图页数3页

[54]发明名称 频率转换方法及装置

[57]摘要

本发明涉及一种用于将具有一个频率(ω_b)的第一信息加载信号(U_{m2})转换成具有一个所需频率(ω_m)的第二信息加载信号(U_M)的频率转换方法及装置。变频器(300)包括一个加法器(301)，用于使信号(U_{m2})与具有一个预定频率(ω_a)的振荡器信号(U_{m1})相加，而得到一个具有所述频率(ω_a, ω_b)的和信号(U_{add})。加法器(301)的输出端(304)与放大器(306)的输入端(305)相连接。放大器(306)被设计成用于非线性放大和信号(U_{add})，从而得到一个具有取决于所述频率(ω_a, ω_b)的互调分量的输出信号(U_F)。放大器(306)的输出端(307)与滤波器(309)的输入端(308)相连接，滤波器用于滤除所有不需要的频率，从而在变频器(300)的输出端(310)只得到了具有所需频率(ω_m)的信号(U_M)。

ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种变频器，用于借助至少两个分别具有第一和第二确定频率(ω_a, ω_b)的信号产生一个具有取决于所述第一和所述第二频率(ω_a, ω_b)的所需频率(ω_{ut})的信号(U_u)，所述变频器包括至少一个加法器(301)，用于使具有所述第一频率(ω_a)的信号与具有所述第二频率(ω_b)的信号相加以得到一个和信号(U_{add})，其特征在于变频器还包括至少一个用于放大所述和信号(U_{add})的非线性放大器(306)，从而得到一个包括了所述第一频率(ω_a)和所述第二频率(ω_b)的互调频率的信号(U_p)；以及在所述变频器中，还包括至少一个用于对信号(U_p)滤波的滤波器(309)，从而得到具有所需频率(ω_{ut})的信号(U_u)。
- 5 2. 如权利要求1所述的变频器(300)，其特征在于非线性放大器(306)是一个在其非线性区域中被偏压的差分放大器(404)。
- 10 3. 如权利要求2所述的变频器(300)，其特征在于所需频率(ω_{ut})相应于值 $2 \times \omega_a - \omega_b$ 。
- 15 4. 如权利要求3所述的变频器(300)，其特征在于具有第一频率(ω_a)的信号是一个振荡器信号而具有第二频率(ω_b)的信号是一个信息加载信号。
- 20 5. 一种频率转换方法，包括借助于至少两个分别具有第一和第二确定频率(ω_{ut})的信号产生一个具有所需频率(ω_a, ω_b)的信号，其中第一和第二确定频率(ω_{ut})取决于所述第一和所述第二频率(ω_a, ω_b)，所述方法还包括使具有所述第一频率(ω_a)的信号与具有所述第二频率(ω_b)的信号相加以得到一个和信号(U_{add})，其特征在于所述方法还包括步骤：非线性放大所述和信号(U_{add})以得到一个包括了频率(ω_a)和频率(ω_b)的互调频率的信号(U_p)；以及对信号(U_p)滤波以得到至少一个具有频率(ω_{ut})的信号。
- 25 6. 如权利要求5所述的方法，其特征在于所得到的频率(ω_{ut})相应于值 $2 \times \omega_a - \omega_b$ 。
- 30 7. 如权利要求6所述的方法，其特征在于具有第一频率(ω_a)的信号是一个振荡器信号而具有第二频率(ω_b)的信号是一个信息加载信号。

99·07·26

说 明 书

频率转换方法及装置

发明领域

本发明涉及一种能够借助于两个具有预定频率的信号而产生一个其频率取决于上述两个频率的信号的变频器。该变频器用于进行无线电通信的发射机和接收机中。

技术背景

实际上，所有用于发射射频信号的设备中都包括一个变频器。通过混频，变频器将一个基带信号转换成一个射频信号，或反之。信号的混频可分几个步骤进行。可通过首先与射频信号混频而获得一个中频信号，然后将这个中频信号转换成一个基带信号来进行分步转换。理论上频率转换可以从任意频率到任意频率。

由于很多无线电通信系统是以电池供电的，例如移动电话，因而使这些设备以一种能够在尽可能低的偏置电流下工作的方式构成就变得非常重要了。从而偏流（current-lean）变频器就是这种发展中的一个步骤。

移动电话的发展趋势是越变越小，这就为实现占用尽可能小的空间的移动电话电路提供了充足的理由。

一种早期的公知变频器是一个以乘法器形式实现的混频器。这个乘法器将两个信号相乘，两个信号中的每一个都具有一个特定频率分量。此相乘过程产生了一个具有新的频率分量的乘积信号。例如，如果将信号 $U_{in1}=a \sin\omega_a t$ 和 $U_{in2}=b \sin\omega_b t$ 作为输入信号连接到乘法器，就能得到输出信号 $U_{out}=\frac{ab}{2} \{ \cos((\omega_a-\omega_b)t) - \cos((\omega_a+\omega_b)t) \}$ ，即信号 U_{in1} 和 U_{in2} 的积。信号 U_{out} 包括频率分量 $\omega_a-\omega_b$ 和 $\omega_a+\omega_b$ 。然后通过一个特定带宽的滤波器对该信号 U_{out} 滤波并得到一个具有上述频率分量之一的信号。

典型和早期公知的乘法器电路是所谓的吉尔伯特乘法器。吉尔伯特乘法器包括多个在特定的电路结构中相互连接的晶体管。为了在所

需的方式下工作，吉尔伯特乘法器需要相对较高的电源电压和较高的偏置电流。这就导致出现了高功耗的缺陷。

吉尔伯特乘法器的另一个缺点是它由多个晶体管构成，这使该乘法器难以达到易于操作的状态。

5 吉尔伯特乘法器的另一个缺点是相对较高的偏置电流导致需要功率较大的输入信号。

10 在微波领域 (context) 中，二极管混频器是具有代表性的。在这种情况下，通过将一个频率信号加到一个本机振荡器信号上以得到一个和信号来实现混频。这个和信号被提供给一个与一个合适负载串联的二极管。由于利用了二极管的非线性特性，从而得到了其频率取决于信号频率和本机振荡器频率的互调信号。借助于一个合适的滤波器，从互调频率中选择一个所需的频率。

15 这种二极管混频器要求本机振荡器信号大大强于频率信号。它还给出了非常低的混频放大率，即较强的衰减，这本身就导致了所获得的信号的较差信噪比。

20 另一种二极管混频器是所谓的环形二极管混频器。这种混频器具有优于上述二极管混频器的放大率。但是，为了获得较好的放大率和线性特性，这种混频器需要使用较高的本机振荡器功率，通常在几百mW的范围内。

环形二极管混频器也具有较低的阻抗，从而导致从本机振荡器产生了高信号电流。这是例如集成电路中的一个严重缺陷，因为它难以达到无损耗阻抗匹配。较差的阻抗匹配意味着损耗成倍地增长，因为这个电流来自电源电压。

发明公开

25 本发明提出一个如何利用一个只需要相对较低的电源电压和相对较低的偏流的变频器来实现频率转换的问题。

本发明提出的另一个问题是减少变频器中的元件数量。

从而本发明的另一个目的是构造一个需要较低电源电压和较低偏流的变频器并随之得到一个功耗相对较低的变频器。

30 本发明的另一个目的是构造一个仅由很少元件构成的变频器并随之提供一个结构更简单的变频器。

依据本发明，利用一个仅由一个加法器函数，一个放大器函数和

一个滤波器函数实现的频率转换函数就可以解决上述问题，其中放大器函数具有非线性特性。变频器包括一个加法器，一个放大器和一个滤波器。加法器和放大器只由很少的元件构成。例如，加法器可借助于两个差分放大器实现，而放大器可只用一个差分放大器来实现。

更详细地，本发明的变频器中的加法器包括两个输入端和一个输出端，并用于将所述每个输入端的信号相加。每个信号都具有一个预定的频率分量。例如，一个信号可以是一个振荡器信号，而另一个信号可以是一个具有给定频率的信息信号。在加法器输出端得到的信号之和作为一个和信号，它包括与加到输入端上的两个信号的频率分量相同的两个频率分量。放大器用于以一种方式放大从加法器输出的和信号，以便得到和信号的频率分量的互调分量。这可通过例如使放大器偏向一个非线性工作区而实现。放大器的输出被连接给至少一个用于滤除不需要的互调分量的滤波器，随之获得至少一个具有一个频率分量的信号，该频率分量用于构成相乘的频率分量的积。

本发明的变频器所提供的一个优点是与现有的变频器相比，它只需要较低的电源电压和较低的偏流。

本发明所提供的另一个优点是本发明的变频器可容易实现的简单电路结构。

另一个优点是与现有的变频器电路相比，本发明的变频器电路包括更少的元件。这使得本发明的变频器由于只需要很少的元件而更加划算。

本发明提供的另一个优点是振荡器信号的频率只为例如二极管混频器中的振荡器信号频率的一半。这意味着任何泄漏到天线的振荡器信号的频率分量将位于距离当前频带较远的位置并且因此能够被滤除。还可以更容易地为一个用于低频的振荡器指定一个较低的噪声电平。

下面将参照最佳实施例和附图详细描述本发明。

附图简述

图 1 示出了用于由一个乘法器实现的变频器的典型符号。

图 2 说明了一个用于射频波段的公知乘法器。

图 3 说明了本发明的变频器的一个实施例。

图 4 说明了本发明的变频器中的加法器和放大器的一个实施例。

图 5 是依据本发明的频率转换方法的流程图。

图 1 以方框图的形式示出了用于一个混频器 100 的块元件。混频

器 100 以早期公知的方式构成以便使两个信号相乘。在第一输入端 101

接收一个信号 $U_{in1}=a \sin \omega_a t$, 并在第二输入端 102 接收另一个信号

5 $U_{in2}=b \sin \omega_b t$, 从而在输出端 103 得到一个信号 $U_{out}=\frac{ab}{2} [\cos((\omega_a-\omega_b)t) - \cos((\omega_a+\omega_b)t)]$.

输出信号 U_{out} 是输入信号的积并包括频率 $\omega_{out1}=\omega_a-\omega_b$ 和 $\omega_{out2}=\omega_a+\omega_b$. 然后其中一个频率分量被滤除掉, 以便于得到一个具有两个所得频率分量之一的所需信号。

图 2 是一个表示以所谓的吉尔伯特乘法器 200 的形式实现的一个

10 乘法器的简化电路图。吉尔伯特乘法器 200 包括具有两个晶体管 Z1 和 Z2 的第一差动级, 具有两个晶体管 Z3 和 Z4 的第二差动级, 以及具有两个晶体管 Z5 和 Z6 的第三差动级。这三个差动级以另一种公知的方式相互连接。吉尔伯特乘法器 200 还包括用于一个输入电压 U_{in1} 的第一输入端 201, 和用于一个输入电压 U_{in2} 的第二输入端 202. 包括晶

15 体管 Z5 和 Z6 的第三差动级是一个电压-电流转换器。所用的输入电压 U_{in2} 被转换成一个输入电流 I_{in} . 得到一个输出信号作为输出端 203 上的电压 U_1 和输出端 204 上的电压 U_2 之间的电压差, 即所述的信号 $^{\sim}U_{in1} \times U_{in2} = U_1 - U_2$.

在这种类型的吉尔伯特乘法器中, 两个晶体管被串联于一个电源电压 V 和接地电压 (GND) 之间。例如, 在图 2 中示出了电源电压 V 与晶体管 Z1 的集电极 C1 连接。晶体管 Z1 的发射极 E1 与晶体管 Z5 的集电极 C5 连接, 而晶体管 Z5 的发射极 E5 通过一个电流发生器与接地电压 (GND) 连接。这种串接耦合需要一个相对较高的电源电压。

图 3 是示出了本发明的具有第一输入端 302、第二输入端 303 和一个输出端 310 的变频器 300 的方框图。该变频器还包括一个具有输入端 302、输入端 303 和输出端 304 的加法器 301. 该变频器还包括一个具有输入端 305 和输出端 307 的放大器 306, 一个具有输入端 308 和输出端 310 的滤波器 309, 例如一个带通滤波器或一个低通滤波器。

加法器 301 使第一输入端 302 上的一个具有特定频率 ω_0 的输入信

号 U_{1a1} 与第二输入端 303 上的一个具有特定频率 ω_b 的输入信号 U_{1a2} 相加，从而在输出端 304 得到一个和信号 U_{add} 。例如，当 $U_{1a1}=a \sin(\omega_a t)$ 和 $U_{1a2}=b \sin(\omega_b t)$ 分别被加到输入端 302 和 303 上时，在输出端 304 所得到的信号为 $U_{add}=a \sin(\omega_a t) + b \sin(\omega_b t)$ 。

加法器的输出端 304 与放大器 306 的输入端 305 相连接。放大器 306 适用于在其非线性区域中放大，换言之来自放大器 306 的输出信号非线性依赖于其输入信号。由放大器的非线性特性导致的一种公知现象就是当其输入信号 U_{add} 包括至少两个频率分量时，在放大之后则得到一个包括了输入信号频率分量的互调分量的信号 U_F 。当一个非线性放大器的输入信号包括至少两个频率分量时，通常得到多个互调分量，其量值取决于输入信号的频率分量。当放大器输入信号由两个频率分量构成时，从其中可得到由四种不同频率构成的三阶互调分量。此时得到如下四种频率分量：第一输入信号的频率分量的两倍士第二输入信号的频率分量，以及第二输入信号的频率分量的两倍士第一输入信号的频率分量。

例如，当上述和信号 $U_{add}=a \sin(\omega_a t) + b \sin(\omega_b t)$ 被放大器 306 非线性放大时，从其中得到三阶互调信号 $S3=a^2b (\sin(2\omega_a+\omega_b)t + \sin(2\omega_a-\omega_b)t) + ab^2 (\sin(2\omega_b+\omega_a)t + \sin(2\omega_b-\omega_a)t)$ 。这个信号包括四个不同的频率： $2\omega_a+\omega_b$ ， $2\omega_a-\omega_b$ ， $2\omega_b+\omega_a$ 和 $2\omega_b-\omega_a$ 。

放大器的输出端 307 与带通滤波器 309 的输入端 308 相连接。带通滤波器 309 用于允许经过非线性放大而得到的频率分量通过。例如，如果所需的频率是 $\omega_{rc}=2\omega_a-\omega_b$ ，则利用允许具有中心频率为 $2\omega_a-\omega_b$ 的频率通过的带通滤波器 309，在带通滤波器的输出端 310 得到信号 $U_R=a^2b \sin(2\omega_a-\omega_b)$ 。

当多个滤波器与输出端 308 相连接时，由得到的互调信号可以实现多次频率转换。根据所需的频率，具有不同中心频率的带通滤波器被连接到放大器的输出端 307。

下面参照图 4 说明本发明的变频器的加法器 301 和放大器 306 的实施例。利用两个差分放大器 400 和 401 可实现加法器 301。差分放大器 400 包括晶体管 T1 和 T2，而差分放大器 401 包括晶体管 T3 和 T4。用于一个差分信号 U_{1a1} 的输入端 302 包括与晶体管 T1 的基极 B1 的连接和与晶体管 T2 的基极 B2 的连接。同样地，用于一个差分信号 U_{1a2}

的输入端 303 与晶体管 T3 和 T4 相连接。晶体管 T1 的集电极 K1 与晶体管 T3 的集电极 K3 相连接。晶体管 T2 与晶体管 T4 以相同的方式连接。晶体管 T1 和 T3 各自的集电极 K1 和 K3 通过一个公用的集电极电阻 R 与电源电压 Vcc 相连接。晶体管 T2 和 T4 以相同的方式通过另一个集电极电阻 R 与电源电压相连接。差分放大器 400 和 401 中的每一个还包括一个电流发生器，例如电流发生器 402 和 403。电流发生器 402 分别与晶体管 T1 和 T2 的发射极 E1 和 E2 相连接。电流发生器 403 以相同的方式与晶体管 T3 和 T4 相连接。

图 4 所示的放大器 306 由一个包括晶体管 T5、T6，电流发生器 405 和两个集电极电阻 R1 的差分放大器 404 构成。这些元件以公知的方式彼此连接以构成差分放大器 404。

加法器的输出端 304 由与位于集电极电阻 R 和集电极 K3 之间的连接点 410 的连接 408 和与位于集电极电阻 R 和集电极 K4 之间的连接点 411 的连接 409 构成。连接 408 与晶体管 T5 的基极 B5 相耦合，而连接 409 与晶体管 T6 的基极 B6 相耦合。这些连接对应于加法器输出端 304 与放大器输入端 305 之间的连接。信号 U_{add} ，即从构成加法器 301 的一个差分放大器中作为一个输出幅值而得到的一个差分信号，被加到晶体管 T5 和 T6 的每个栅极上。 U_{add} 的幅值大得足以使差分放大器过激 (over-excite)。可以通过例如选择足够大的输入信号 U_{in1} 和 U_{in2} ，或允许加法器 301 放大输入信号 U_{in1} 和 U_{in2} 来使 U_{add} 的值足够大。一个被过激的差分放大器通常产生一个输出信号，其频率分量由输入信号的频率分量的互调频率分量构成。其中所产生的上述信号包括三阶互调分量。

所得到的代表差分放大器 404 的输出信号的信号 U_p 作为输出端 406 和 407 之间的电压差。利用一个具有预定中心频率的带通滤波器 309 对信号 U_p 进行滤波。滤波器的结构一般为公众所知，因而在此不再详述。

下面参照图 5 的流程图说明频率转换方法。频率转换从步骤 500 开始，确定构成变频器 300 的输入信号的那些信号的频率分量。如果以一种预定和有益的方式选择了输入信号的频率分量，则在放大器输出端 307 得到一个包含了多个频率的信号。例如，如果一个振荡器频率是信息加载 (information-carrying) 信号的中心频率的一半，即

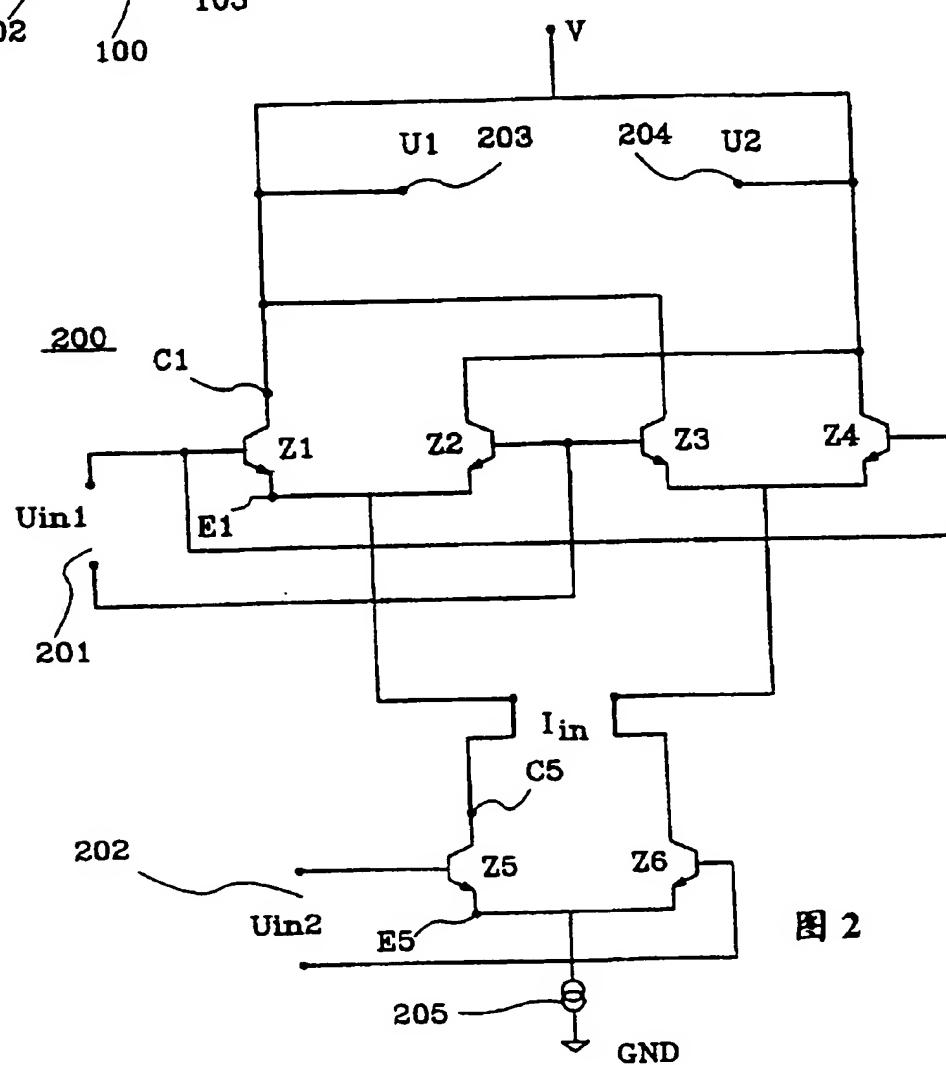
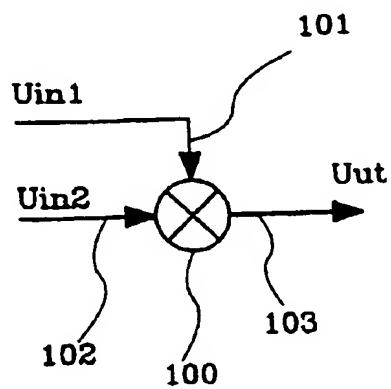
$\omega_a = \omega_{LO}$ 和 $\omega_b = W_{INF} = 2 \times \omega_{LO}$, 則在从 U_p 中滤除了频率 $2 \times \omega_a - \omega_b$ 时得到了基带中的频率 ω_{inf} . 如此选择的振荡器频率距信息加载频率较远. 从而能够通过适当地选择滤波器来容易地滤除振荡器频率以便于不对信息加载信号构成干扰. 在步骤 501, 两个输入信号相加以得到一个和信号. 在步骤 502, 这个和信号被非线性放大, 从而得到一个具有互调频率分量的信号, 这些互调频率分量取决于输入信号的频率分量. 接着在步骤 503 确定所要得到的那个频率分量或那些频率分量. 在步骤 504, 经非线性放大的和信号在带通滤波器中被滤波, 带通滤波器的特性相应于将被恢复的信号频率. 在滤波之后得到变频器所要产生的那些频率分量.

本发明并不仅限于两个具有预定频率的信号相加, 还包括两个以上的信号相加并得到与上述结果相似的结果.

应当理解本发明并不仅限于上述实施例, 并且在不偏离后述权利要求所构成的保护范围的前提下对本发明作出修改是可能的.

2019-07-26

说 明 书 附 图



09-07-26

300

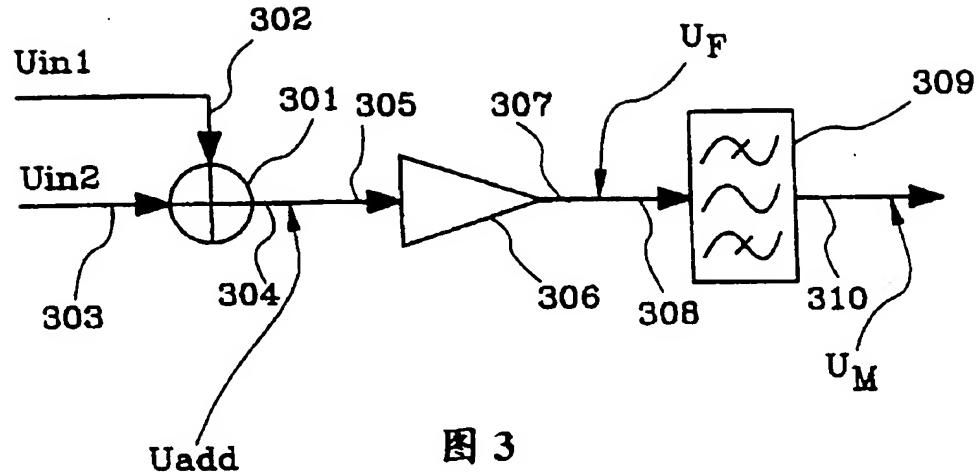


图 3

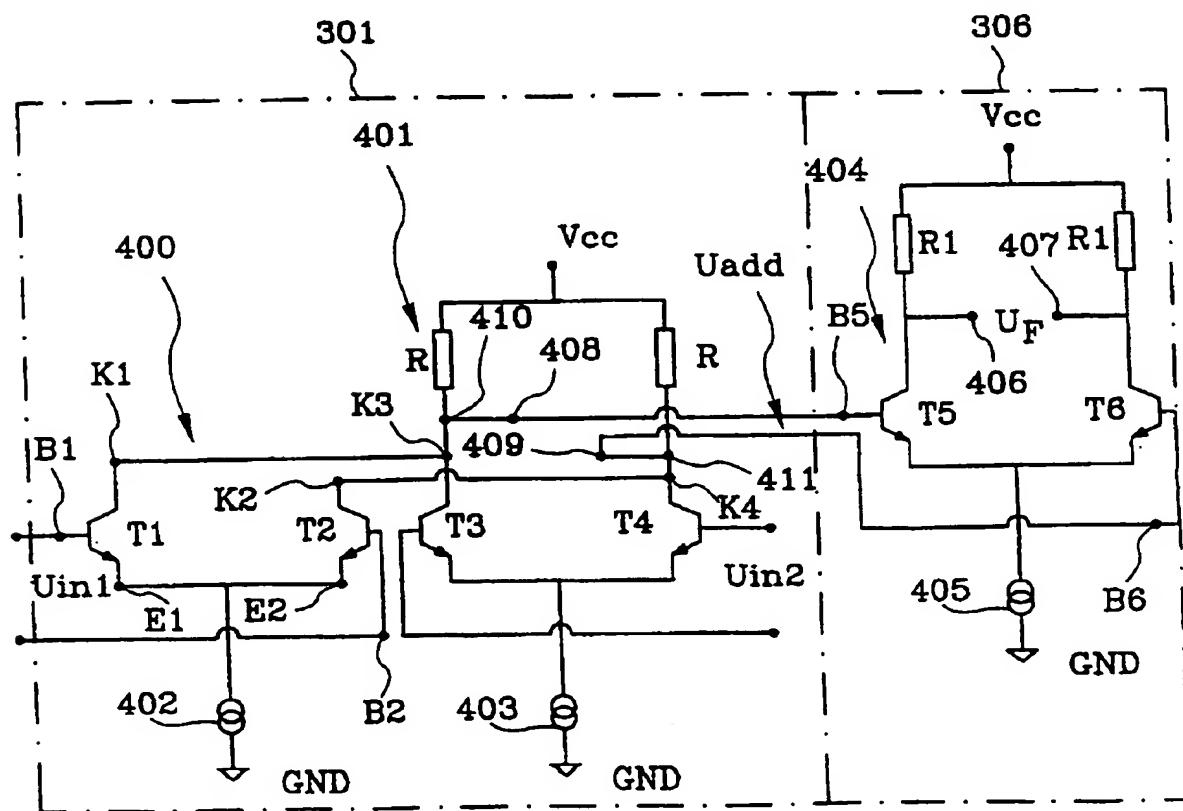


图 4

2020-07-26

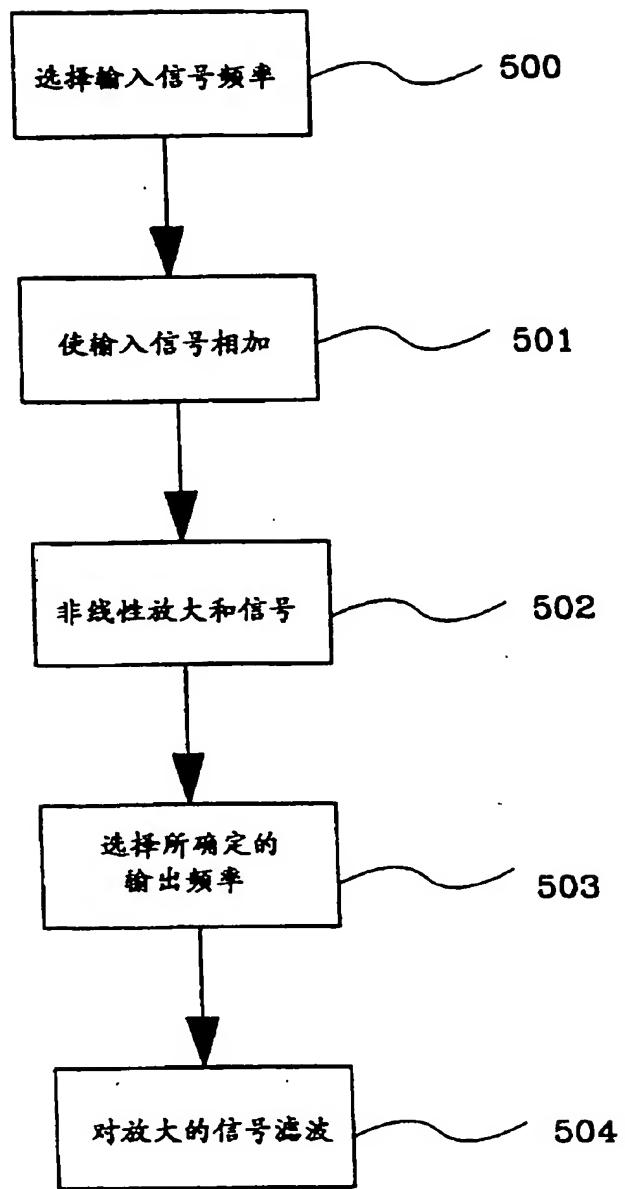


图 5